



## [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 94190736.8

[51] Int. Cl<sup>6</sup>

H04J 13/02

[43] 公开日 1996 年 1 月 17 日

[22] 申请日 94.9.2

[30] 优先权

[32] 93.9.3 [33] JP[31] 219897/93

[35] 国际申请 PCT/JP94/01450 94.9.2

[37] 国际公布 WO95/06987 日 95.3.9

[85] 进入国家阶段日期 95.5.30

[71] 申请人 NTT移动通信网株式会社

地址 日本东京

[72] 发明人 佐和侨卫 安达文幸

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商  
标事务所

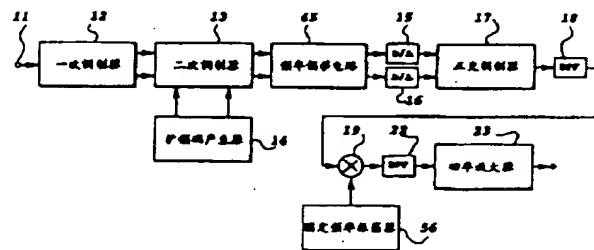
代理人 陆丽英

权利要求书 7 页 说明书 16 页 附图页数 9 页

[54] 发明名称 码分多址联接的发射机和接收机

[57] 摘要

通过指配扩频码和基带的载频频率有可能降低码分多址发射机和接收机的尺寸。它包括一个一次调制器，用于执行传输信息的一次调制，因此产生一次调制的 I 信号和一次调制的 Q 信号；一个扩频码发生器，用于产生具有高于传输速率频率的扩频码；一个二次调制器，使用该扩频码扩频调制一次调制的 I 信号和 Q 信号，因此输出扩频 I 信道数据和扩频 Q 信道数据；一个频率偏移电路，用于根据指配的偏移频率偏移扩频 I 信道数据和 Q 信道数据的中心频率，因此输出频率偏移数据，和一个发送电路，用于变换频率偏移数据为发送的信号。



# 权 利 要 求 书

---

1. 一种码分多址联接发射机,其特征在于包括:

一个一次调制器,用于执行传输信息的一次调制,因此,产生一次调制的  $I$ (周期)信号和一次调制的  $Q$ (正交)信号;

扩频码产生装置,用于产生相应于一个信道和具有频率高于所述传输信息速率的扩频码;

一个二次调制器,使用所述扩频码执行所述一次调制的  $I$  信号和所述一次调制的  $Q$  信号的扩频调制,因此,输出扩频  $I$  信道数据和扩频  $Q$  信道数据,

一个频率偏移电路,利用指配的偏移频率偏移所述扩频  $I$  信道数据和所述扩频  $Q$  信道数据和中心频率,因此,输出频率偏移数据;和

一个发送电路,用于变换所述频率偏移数据为发送的信号。

2. 根据权利要求 1 的码分多址联接发射机,其特征在于,所述的频率偏移电路包括:

一个第一信号发生器,用于产生相应于所述指配偏移频率的余弦波;

一个第二信号发生器,用于产生相应于所述指配偏移频率的正弦波;

一个第一乘法器,用于以所述余弦波乘所述扩频  $I$  信道数据;

一个第二乘法器,用于以所述正弦波乘所述扩频  $Q$  信道数

据;和

一个第一加法器,用于相加所述第一乘法器的输出和所述第二乘法器的输出。

3. 根据权利要求2的码分多址联接发射机,其特征在于,所述发送电路可包括一个D/A变换器,用于变换频率偏移数据为模拟信号,和一个频率变换器,用于变换所述模拟信号为发送的信号。

4. 根据权利要求2的码分多址联接发射机,其特征在于,所述频率偏移电路包括:

一个第一信号发生器,用于产生相应于所述指配偏移频率的余弦波;

一个第二信号发生器,用于产生相应于所述指配偏移频率的正弦波;

一个第一乘法器,用于以所述余弦波乘所述扩频I信道数据;

一个第二乘法器,用于以所述正弦波乘所述扩频Q信道数据;

一个第三乘法器,用于以所述正弦波乘所述扩频I信道数据;

一个第四乘法器,用于以所述余弦波乘所述扩频Q信道数据;

一个第一加法器,用于相加所述第一乘法器的输出和所述第二乘法器的输出;和

一个第二加法器,用于相加所述第三乘法器的输出和所述第四乘法器的输出;

据此,执行具有所述余弦波和所述正弦波的所述扩频I信道

数据和所述 Q 信道数据的复数相乘,和输出频率偏移 I 信道数据和频率偏移 Q 信道数据。

5. 根据权利要求 1 的码分多址发射机,其特征在于,所述频率偏移电路包括:

一个第一存储电路,用于存储所述扩频 I 信道数据和相应于所述指配偏移频率的余弦波的乘积;

一个第二存储电路,用于存储所述扩频 Q 信道数据和相应于所述指配偏移频率的正弦波的乘积;

一个第三存储电路,用于存储所述扩频 I 信道数据和所述正弦波的乘积;

一个第四存储电路,用于存储所述扩频 Q 信道数据和所述余弦波的乘积;

一个第一加法器,用于相加从所述第一存储电路读出的数据和从所述第二存储电路读出的数据;和

一个第二加法器,用于相加从所述第三存储电路读出的数据和从所述第四存储电路读出的数据;

据此,执行具有所述余弦波和所述正弦波的所述扩频 I 信号数据和所述 Q 信道数据的复数相乘,和输出频率偏移 I 信道数据和频率偏移 Q 信道数据。

6. 根据权利要求 1 的码分多址发射机,其特征在于,所述频率偏移电路包括:

一个第一存储电路,用于存储所述扩频 I 信道数据和相应于所述指配偏移频率的余弦波的乘积与所述扩频 Q 信道数据和相应于所述指配偏移频率的正弦波乘积的和;和

一个第二存储电路,用于存储所述扩频 I 信道数据和所述正弦波的乘积与所述扩频 Q 信道数据和所述余弦波乘积的和;

因此,执行所述扩频 I 信道数据和所述 Q 信道数据与所述余弦波和所述正弦波的复数相乘,和输出频率偏移 I 信道数据和频率偏移 Q 信道数据。

7. 根据权利要求 4 的码分多址发射机,其特征在于,所述发射机电路包括 D/A 变换器,用于变换所述频率偏移 I 信道数据和所述频率偏移 Q 信道数据为模拟信号;一个正交调制器,用于以所述 D/A 变换器输出的模拟 I 信道信号和模拟 Q 信道信号正交调制载波;和一个频率变换器,用于变换所述正交调制器的输出信号为发送的信号。

8. 一种码分多址接收机,其特征在于,包括:

一个第一频率变换器,用于频率变换接收的信号为 IF(中频)信号;

一个正交检测器,用于变换所述 IF 信号为 I 信道基带信号和 Q 信道基带信号;

A/D 变换器,用于变换所述 I 信道基带信号和所述 Q 信道基带信号为数字信号;

一个第二频率变换器,使用一个指配的偏移频率、从所述 A/D 变换器输出的偏移 I 信道数字信号和 Q 信道数字信号的中心频率的本地信号,变换从所述 A/D 变换器输出的 I 信道数字信号和 Q 信道数字信号为具有零中心频率的信号;

一个相关性检测器,用于相关性检测所述第二频率变换器的输出信号;和

一个解调器,用于解调所述相关性检测器的输出信号。

9. 根据权利要求 8 的码分多址接收机,其特征在于,所述第二频率变换器包括:

一个第一信号发生器,用于产生所述指配偏移频率的余弦波;

一个第二信号发生器,用于产生所述指配偏移频率的正弦波;

一个第一乘法器,用于把所述余弦波与变换为数字信号的所述 I 信道基带信号相乘;和

一个第二乘法器,用于把所述余弦波与变换为数字信号的所述 Q 信道基带信号相乘。

10. 根据权利要求 9 的码分多址接收机,其特征在于,所述第二频率变换器包括低通滤波器,用于低通滤波所述第一乘法器和所述第二乘法器的输出。

11. 根据权利要求 9 的码分多址接收机,其特征在于,所述第二频率变换器包括连接到所述第一乘法器和所述第二乘法器输出的一个自动频率控制电路。

12. 根据权利要求 8 的码分多址接收机,其特征在于,所述第二频率变换器包括:

一个低频抑制滤波器,用于抑制正交检测器输出的低频分量;

取样装置,用于以相应于指配偏移频率的时钟频率取样所述低频抑制滤波器的输出;和

一个低通滤波器,用于低通所述取样装置的输出。

13. 一种码分多址联接系统,包括一个码分多址联接发射机和一个码分多址联接接收机,其特征在于:

所述的码分多址联接发射机包括:

一个一次调制器,用于执行传输信息的一次调制,因此,产生一次调制的  $I$ (同相)信号和一次调制的  $Q$ (正交)信号;

扩频码产生装置,用于产生相应于一个信道和具有频率高于所述传输信息速率的扩频码;

一个二次调制器,使用所述扩频码执行所述一次调制的  $I$  信号和所述一次调制的  $Q$  信号的扩频调制,因此,输出扩频  $I$  信道数据和扩频  $Q$  信道数据;

一个频率偏移电路,根据指配的偏移频率偏移所述扩频  $I$  信道数据和所述扩频  $Q$  信道数据的中心频率,因此,输出频率偏移数据。

一个发送电路,用于变换所述频率偏移数据为发送的信号,  
所述的码分多址联接接收机包括:

一个第一频率变换器,用于频率变换接收的信号为  $IF$ (中频)信号;

一个正交检测器,用于变换所述  $IF$  信号为  $I$  信道基带信号和  $Q$  信道基带信号;

$A/D$  变换器,用于变换所述  $I$  信道基带信号和所述  $Q$  信道基带信号为数据信号;

一个第二频率变换器,使用一个指配的偏移频率、从所述  $A/D$  变换器输出的偏移的  $I$  信道数字信号和  $Q$  信道数字信号的中心频率的本地信号,变换从所述  $A/D$  变换器输出的所述  $I$  信道数字信号和所述  $Q$  信道数字信号为具有零中心频率的信号;

一个相关性检测器,用于相关性检测所述第二频率变换器的输出信号;和

一个解调器,用于解调所述相关性检测器的输出信号。



# 说 明 书

---

## 码分多址联接的发射机和接收机

本发明涉及在移动通信中基于码分多址联接(CDMA)系统使用的发射机和接收机。

如下三种系统是典型的移动通信中的多址联接系统:

(1)SCPC/FDMA(单路单载波/频分多址)系统。

(2)TDMA/FDMA(时分多址/频分多址)系统。

(3)CDMA 系统。

在 SCPC/FDMA 系统中,一个用户占用与一个载波相关的信道。在 TDMA/FDMA 系统中,载频是时分的,而且每个时隙被指配给一个用户,在这些系统中,基站通过指配的频率或指配的频率及时隙与移动站通信。

另一方面,在 CDMA 系统中,使用扩频码由二次调制把一次调制的输出信号例如 QPSK 变换为宽带信号,并被发送。因为许多用户共用相同的载频,而且各个用户由扩频码识别,这种系统称为“扩频多址系统”。该 CDMA 系统再细分类为直接序列(DS)系统和跳频(FH)系统。直接序列系统的特征在于一次调制的输出信号通过使用高速率扩频码扩频。另一方面,跳频系统分解一个符号为所谓时间片(chip)的单元,而且以高速率变换单个的片为不同中心频率的信号。因为 FH 系统以目前技术水平实现是困难的,因此通常使用 DS

系统。

在扩频 RF 接收端,接收的信号以在发送端相反的次序被解调。具体地说,使用扩频码通过解扩频变换宽带接收信号为窄带信号的二次解调是在一次解调之后,一次解调通过同步检测或延迟检测恢复源信息符号。通过检测在接收的信号和相应于希望信号波的扩频码之间的相关实现在接收端的解扩频。这样,通过扩频码已扩频的信号被解扩频。

在 DS 系统中,二进制信息的每个比特(符号)由所谓时间片构成的码序列代表,所谓的时间片具有比该比特间隔短得多的间隔,每符号的时间片数被称为处理增益。这是因为发送信号的带宽扩展了处理增益的倍数。表示产生的处理增益为  $PG$ ,产生了  $2^{PG}PN$ (伪噪声)码序列,而且它们是扩频码的候选序列。但是,不是所有  $PN$  码能用作扩频码,因为它们之间的一些相关性:仅仅具有小相关性的有限数目的  $PN$  码能用作扩频码。为此,对于每一载频用户数而言,实际容量降低到处理增益的几分之一。因此,就用户数而言,在大容量的 CDMA 网孔中必须使用多个载频。换句话说,扩频码和载波频率二者必须被指定发送和接收希望的信号。

图 1 示出常规发射机的方框图,其中扩频码和载波二者必须被指配。在该图中,施加到输入端 11 的发送的信息信号是 BPSK、QPSK 或 GMSK(高斯滤波最小相移键控),它由一次调制器 12 调制,然后作为 I 信道信号和 Q 信道信号施加到二次调制器 13(在 BPSK 中同相信号 I 和正交信号 Q 是相同的)。另一方面,扩频码发生器 14 产生与希望接收信号有关的扩频码,并把它施加到二次调制器 13。扩频码发生器 14 具有一个存储器电路,用于存储扩频码和选择地

读取它们的功能。二次调制器 13 用以复数形式的  $I$  信道信号和  $Q$  信道信号乘该扩频码, 因此实现二次调制。

具有由二次调制扩展带宽的  $I$  信道数据  $Q$  信道数据分别由  $D/A$  变换器 15 和 16 变换为模拟信号。从  $D/A$  变换器 15 和 16 输出的  $I$  信道模拟信号和  $Q$  信道模拟信号施加到一个正交调制器 17, 该调制器正交调制  $IF$  (中频) 载波。正交调制的输出通过带通滤波器 18 提供到频率变换器 19。频率变换器 19 通过用正交调制的  $IF$  信号乘  $RF$  信号变换  $RF$  (射频) 信号为  $RF$  调制的信号  $RF$  信号来自频率合成器 21, 并提供已调制的信号至带通滤波器 22。该带通滤波器 22 限制调制信号的通带并把它提供到功率放大器 23。该功率放大器 23 功率放大  $RF$  调制信号并通过天线发送它。

图 2 示出相应于该发射机的常规接收机的方框图。施加到输入端 31 的接收信号通过带通滤波器 32 提供到频率变换器 33。该频率变换器 33 使用来自频率合成器 34 的本地信号频率变换接收的信号为  $IF$  信号。该  $IF$  信号由带通滤波器 35 限制其带宽并由 AGC 电路 36 使其电平接近于常数之后, 该  $IF$  信号被提供到正交检测器 37。该正交检测器 37 正交检测  $IF$  信号和输出基带  $I$  信道信号和基带  $Q$  信道信号。 $A/D$  变换器 38 和 39 变换  $I$  信道信号和  $Q$  信道信号为数字信号, 然后提供到相关性检测器 41。

相关性检测器 41 解扩频数字信号为窄带信号并把它提供到解调器 42。解调器 42 使用同步检测或延迟检测一次解调窄带信号, 因此, 恢复源传输信息。虽然无源器件, 例如表面声波旋转器可用作相关性检测器 41, 考虑到降低尺寸 (downsizing) 或码多重 (code multiple) 实际上利用匹配滤波器或滑动相关器。在它们执行基带区

内的数字信号处理。

前述的常规发射机用扩频码发生器 14 产生指配的扩频码，而且接收机通过使用指配的扩频码用相关性检测器 41 解扩频该扩频信号。此外，由频率合成器 21 和 34 选择输出信号的频率。

这样，在常规的 CDMA 发射机和接收机中，必须同时指配扩频码和载波频率。在这种情况下，扩频码的指配能够通过存储在存储器中存储的扩频码以时间共用方式来获得，因为它是由基带中的数字信号处理电路实现的。因为存储器不需要维护而为了降低尺寸是适当的，它们最好被加到需要这些特性的 RF 系统。另一方面，因为通过在 RF 频带内的频率合成器来实现载波的指配，实现无需维护和降低尺寸是困难的。例如，虽然根据每网孔的用户数在最可观的容量时 256 的处理增益仅需要几个载波，但是必须提供用于转换载波的合成器或与载波同样数目的本地振荡器，而且这将防止降低尺寸。

据此，本发明的目的是提供一种能实现降低尺寸和无需维护装置的 CDMA 发射机和接收机。

本发明的另一个目的是提供一种能通过基带区域中的数字信号指配扩频码和载波的 CDMA 发射机和接收机。

按照本发明的第一个方面，这里提供一种码分多址联接发射机，该发射机包括：

一个一次调制器，用于执行传输信息的一次调制，因此，产生一次调制的  $I$ (同相)信号和一次调制的  $Q$ (正交)信号；

扩频码产生装置，用于产生相应于一个信道和具有频率高于传输信息速率的扩频码；

一个二次调制器，用于使用该扩频码执行一次调制的  $I$  信号和

一次调制的 Q 信号的扩频调制, 因此, 输出扩频 I 信道数据和扩频 Q 信道数据;

一个频率偏移电路, 根据指配的偏移频率偏移扩频 I 信道数据和扩频 Q 信道数据的中心频率, 因此, 输出频率偏移数据; 和

一个发送电路, 用于变换频率偏移数据为发送的信号。

该频率偏移电路可包括:

一个第一信号发生器, 用于产生相应于指配偏移频率的频率的余弦波;

一个第二信号发生器, 用于产生相应于指配偏移频率的的正弦波;

一个第一乘法器, 用于以余弦波乘扩频 I 信道数据;

一个第二乘法器, 用于以正弦波乘扩频 Q 信道数据; 和

一个第一加法器, 用于相加第一乘法器的输出和第二乘法器的输出。

所述的发送电路可以包括一个 D/A 变换器, 用于变换频率偏移数据为模拟信号, 和一个频率变换器, 用于变换该模拟信号为发送的信号。

所述的频率偏移电路可以包括:

一个第一信号发生器, 用于产生相应于指配的偏移频率的余弦波;

一个第二信号发生器, 用于产生相应于指配的偏移频率的正弦波;

一个第一乘法器, 用于以余弦波乘扩频 I 信道数据;

一个第二乘法器, 用于以正弦波乘扩频 Q 信道数据;

一个第三乘法器,用于以正弦波乘扩频 I 信道数据;

一个第四乘法器,用于以余弦波乘扩频 Q 信道数据;

一个第一加法器,用于相加第一乘法器的输出和第二乘法器的输出;和

一个第二加法器,用于相加第三乘法器的输出和第四乘法器的输出;

据此,执行具有余弦波和正弦波的扩频 I 信道数据和 Q 信道数据的复数相乘,和输出频率偏移 I 信道数据和频率偏移 Q 信道数据。

所述的频率偏移电路可以包括:

一个第一存储电路,用于存储扩频 I 信道数据和相应于指配的偏移频率的余弦波的乘积;

一个第二存储电路,用于存储扩频 Q 信道数据和相应于指配的偏移频率的正弦波的乘积;

一个第三存储电路,用于存储扩频 I 信道数据和正弦波的乘积;

一个第四存储电路,用于存储扩频 Q 信道数据和余弦波的乘积;

一个第一加法器,用于相加从第一存储电路读取的数据和从第二存储电路读取的数据;和

一个第二加法器,用于相加从第三存储电路读取的数据和从第四存储电路读取的数据;

据此,执行扩频 I 信道数据和 Q 信道数据与余弦波和正弦波的复数相乘,和输出频率偏移 I 信道数据和频率偏移 Q 信道数据。

所述的频率偏移电路可以包括:

一个第一存储电路,用于存储扩频 I 信道数据与相应于指配的

偏移的余弦波的乘积和扩频 Q 信道数据与相应于指配的偏移频率的  
频率的正弦波乘积的和；和

一个第二存储电路，用于存储扩频 I 信道数据与正弦波的乘积  
和扩频 Q 信道数据与余弦波乘积的和，

据此，执行扩频 I 信道数据和 Q 信道数据与余弦波和正弦波的  
复数相乘，和输出频率偏移 I 信道数据及频率偏移 Q 信道数据。

所述的发送电路可以包括 D/A 变换器，用于变换频率偏移 I  
信道数据和频率偏移 Q 信道数据为模拟信号；一个正交调制器，用  
于以从 D/A 变换器输出的模拟 I 信道信号和模拟 Q 信道信号正交  
调制载波；和一个频率变换器用于变换正交调制器的输出信号为发  
送的信号。

按照本发明的第二个方面，这里提供一种码分多址联接的接收  
机，它包括：

一个第一频率变换器，用于频率变换接收的信号为 IF(中频)信  
号；

一个正交检测器，用于变换 IF 信号为 I 信道基带信号和 Q 信  
道基带信号；

A/D 变换器，用于变换 I 信道基带信号和 Q 信道基带信号为数  
字信号；

一个第二频率变换器，通过使用一个指配的偏移频率、从 A/D  
变换器输出的偏移的 I 信道数字信号和 Q 信道数字信号的中心频率  
的本地信号，变换 A/D 变换器输出的 I 信道数字信号和 Q 信道数字  
信号为具有零中心频率的信号；

一个相关性检测器，用于相关性检测第二频率变换器的输出信

号;和

一个解调器,用于解调相关性检测器的输出信号。

所述的第二频率变换器可以包括:

一个第一信号发生器,用于产生指配的偏移频率的余弦波;

一个第二信号发生器,用于产生指配的偏移频率的正弦波;

一个第一乘法器,用于把余弦波与变换为数字信号的  $I$  信道基带信号相乘;和

一个第二乘法器,用于把正弦波与变换为数字信号的  $Q$  信道基带信号相乘。

所述的第二频率变换器可以包括:

低通滤波器,用于低通滤波第一乘法器和第二乘法器的输出。

第二频率变换器可包括连接到第一乘法器和第二乘法器输出的一个自动频率控制电路。

第二频率变换器可包括:

一个低频抑制滤波器,用于抑制正交检测器输出的低频分量;

取样装置,用于以相应于指配的偏移频率的时钟频率取样低频抑制滤波器的输出;和

一个低通滤波器,用于低通取样装置的输出。

按照本发明的第三个方面,这里提供一种包括码分多址联接发射机和码分多址联接接收机的码分多址系统,该码分多址联接发射机包括:

一个一次调制器,用于执行传输信息的一次调制,因此,产生一次调制的  $I$ (同相)信号和一次调制的  $Q$ (正交)信号;

扩频码产生装置,用于产生相应于一个信道和具有频率高于传



输信息速率的扩频码；

一个第二调制器，使用该扩频码执行一次调制的  $I$  信号和一次调制的  $Q$  信号的扩频调制，借此，输出扩频  $I$  信道数据和扩频  $Q$  信道数据；

一个频率偏移电路，根据指配的偏移频率偏移扩频  $I$  信道数据和扩频  $Q$  信道数据的中心频率，因此，输出频率偏移数据。

一个发送电路，用变换频率偏移数据为发送的信号。

所述的码分多址联接接收机包括：

一个第一频率变换器，用于频率变换接收的信号为  $IF$  (中频) 信号；

一个正交检测器，用于变换  $IF$  信号为  $I$  信道基带信号和  $Q$  信道基带信号；

$A/D$  变换器，用于变换  $I$  信道基带信号和  $Q$  信道基带信号为数字信号；

一个第二频率变换器，通过使用一个指配的偏移频率、从  $A/D$  变换器输出的偏移的  $I$  信道数字信号和  $Q$  信道数字信号的中心频率的本地信号，变换  $A/D$  变换器输出的  $I$  信道数字信号和  $Q$  信道数字信号为具有零中心频率的信号；

一个相关性检测器，用于相关性检测第二频率变换器的输出信号；和

一个解调器，用于解调相关性检测器的输出信号。

根据本发明的发射机，通过指配频率偏移电路的偏移频率达到载波的指配。根据在发射机处的偏移频率，接收机实现基带信号的指定频率变换。这就有可能使用数字信号在基带中获得载波和扩频

码二者的指配。因此,免除了频率合成器或多个固定频率振荡器,而且实现了降低尺寸和无需维护的 CDMA 发射机和接收机。

图 1 示出常规的 CDMA 发射机的方框图;

图 2 示出常规的 CDMA 接收机的方框图;

图 3 示出根据本发明的 CDMA 发射机的实施例的方框图;

图 4 示出图 3 所述的频率偏移电路 45 的例子的方框图;

图 5 示出根据本发明的 CDMA 发射机的另一个实施例的主要部分的方框图;

图 6 示出根据本发明 CDMA 接收机的实施例的方框图;

图 7 示出图 6 所示的频率变换器 65 的例子的方框图;

图 8 示出图 6 所示的频率变换器 65 的另一个例子的方框图;

图 9 示出当频率变换器 65 包含频率变换滤波器时频率变换器 65 工作的频率特性的图。

实施例 1:

图 3 示出根据本发明的 CDMA 发射机的实施例的方框图。该发射机与图 1 所示的常规发送机的不同如下:

(1) 频率偏移电路 45 被插在二次调制器 13 和 D/A 变换器 15 和 16 之间。

(2) 一个固定频率振荡器 56 连接到频率变换器 19 而不是频率合成器 21。

(3) 带通滤波器 18 和 22 的带宽设定在至少由载波数相乘的常规带宽。

频率偏移电路 45 根据指配的偏移频率移动从第二调制器 13 输出的扩频 I 信道数据和扩频 Q 信道数据的中心频率。图 4 中表示了

频率偏移电路的例子。

在图 4 中,扩频 I 信道数据  $\cos\varphi n$  和扩频 Q 信道数据  $\sin\varphi n$  通过频率偏移电路 45 的输入端 48I 和 48Q 分别加到乘法器 50 与 52, 和 51 与 53。这些信道数据在乘法器 50—53 中用从信号发生器 46 和 47 输出的同相和正交偏移频率信号进行复数相乘。

更具体地,信号处理器 46 产生指配偏移频率  $\Delta f_i$  的余弦信号  $\cos(\pm 2\pi\Delta f_i \cdot t)$ , 并且把它提供到乘法器 50 和 53。另一方面,信号发生器 47 产生指配偏移频率  $\Delta f_i$  的正弦信号  $\sin(\pm 2\pi\Delta f_i \cdot t)$  并把它提供到乘法器 51 和 52。因此,乘法器 50 输出  $\cos\varphi n \cos(\pm 2\pi\Delta f_i \cdot t)$ , 而乘法器 51 输出  $\sin\varphi n \sin(\pm 2\pi\Delta f_i \cdot t)$ 。由加法器 54 相加这些输出,加法器 54 输出频率偏移的扩频 I 信道数据  $\cos(\varphi n \pm 2\pi\Delta f_i \cdot t)$ 。同样,乘法器 52 输出  $\cos\varphi n \sin(\pm 2\pi\Delta f_i \cdot t)$ , 而乘法器 53 输出  $\sin\varphi n \cos(\pm 2\pi\Delta f_i \cdot t)$ 。由加法器 55 相加这些输出,加法器 55 输出频率偏移的扩频 Q 信道数据  $\sin(\varphi n \pm 2\pi\Delta f_i \cdot t)$ 。这样,扩频信道数据是基带区域中的频率偏移,这些数据是由扩频 I 信道数据和扩频 Q 信道数据与同相和正交偏移频率信号的复数相乘而产生的。

该复数相乘相应于由一个复数代表的 I 信道数据和 Q 信道数据与由另一个复数代表的偏移频率信号的相乘。在这种情况下,应当注意,偏移频率  $\Delta f_i$  的符号能通过转换  $\sin(2\pi\Delta f_i \cdot t)$  与  $\sin(-2\pi\Delta f_i \cdot t)$  倒置。

信号发生器 46 和 47 可由存储余弦波和正弦波的 ROM 组成。已存储了相应于各个可指配的载波的偏移频率  $\Delta f_i$  的余弦信号和正弦信号,和读相应于指配载波的一对余弦信号和正弦信号,使得有

可能降低系统的尺寸。

此外,信号发生器 46 和 47 及乘法器 50—53 可通过预存储  $I$  信道数据和  $Q$  信道数据与偏移频率的相乘结果和读出相应的波形并入到 ROM 中。这样的安排能被实现,因为扩频  $I$  信道数据和扩频  $Q$  信道数据的数目被限制,例如,在 QPSK 的情况下,限制到  $4 \times$  扩频码数。

而且,甚至通过预存储相应于扩频  $I$  信道数据和扩频  $Q$  信道数据与偏移频率的组的频率偏移的同相和正交分量,加法器 54 和 55 也能被并入到 ROM 中。

从频率偏移电路 45 输出的频率偏移  $I$  信道和  $Q$  信道数据由如在常规系统中的  $D/A$  变换器 15 和 16 变换为模拟信号,而且通过低通滤波器把这些模拟信号提供到正交调制器 17。

正交调制器 17 用模拟信号正交调制 IF 载波  $\cos 2\pi f_c \cdot t$ 。正交调制的输出  $\cos\{\varphi_n + 2\pi(f_c \pm \Delta f_i)t\}$  使用从固定频率振荡器 56 馈送的 RF 信号由频率变换器 19 变换为传输频率,并作为信号  $\cos\{\varphi_n + 2\pi(f_h \pm \Delta f_i)t\}$  发送。在这种情况下,载波的中心频率是  $f_h \pm \Delta f_i$ 。换句话说,载波  $i$  的频率偏离 RF 信号的频率为  $\pm \Delta f_i$ 。

这样,指配给频率偏移电路 45 的相应于载频的偏移频率使得它可能用那个偏移的频率来频率偏移基带信号。结果,发送信号的频率可被置在指配的载频。

图 4 所示的系统可以正和负两个方向设定偏移频率,因为它执行复数乘法。例如,当信道 1—8 的每个频率偏移相继地为  $\Delta f$  时,通过设置在信道 4 和 5 之间的中心为零频率,信道 1—8 的频率范围是从  $-4\Delta f$  至  $+4\Delta f$ 。相反,在实数乘法的情况下,由于偏移频率必须

被设置在或是正或是负方向,信道 1—8 的频率范围变为  $0-8\Delta f$ 。因为在基带区域中信号处理的时钟频率是由频率范围的绝对值确定的,与复数乘法相关的时钟频率可与实数乘法相关的时钟频率相比较可降低到  $1/2$ 。

选择指配的载波,以便没有边带互相重叠。换句话说,指配载波的频率间隔大于码扩频的扩展带宽。此外,选择带通滤波器 18 和 22 的通带,以便它们能通过载波及它们的边带。例如,当载波的数目是 3 时,本实施例的带通滤波器 18 和 22 的通带被设置至少三倍宽于常规的带通滤波器的通带。

#### 实施例 2:

虽然扩频 I 信道数据和扩频 Q 信道数据在第一实施例中用频率偏移信号进行复数相乘,但是一个实施例不限于这种情况。例如,这些数据可能是通过该基带中的实数相乘进行频率偏移。

图 5 示出具有这样功能的发射机的主要部分的方框图。信号发生器 46 和 47 产生  $\cos(2\pi\Delta f_i \cdot t)$  和  $\sin(2\pi\Delta f_i \cdot t)$ ,它们分别被提供到乘法器 50 和 51。乘法器 50 和 51 分别用扩频 I 信道数据和扩频 Q 信道数据乘这些信号,并且提供其输出到加法器 57。加法器 57 相加所提供的信号并输出频率偏移信号。加法器 57 的输出由 D/A 变换器 58 变换为模拟信号,该模拟信号通过低通滤波器提供到频率变换器 59。频率变换器 59 使用来自振荡器 61 的信号  $\cos 2\pi f_c \cdot t$  变换该模拟信号为 IF 信号。

在本实施例中,如在第一实施例中那样,偏移频率范围不能从正到负的区域。

#### 实施例 3

图 6 示出根据本发明的接收机的实施例的方框图。图 6 所示的接收机与图 2 所示的接收机的不同点如下所述：

(1) 提供一个固定频率振荡器 64 代替连接到频率变换器 33 的频率合成器 34。该频率变换器 33 使用来自固定频率振荡器 64 的本地振荡信号变换接收的信号为  $IF$  信号。

(2) 带通滤波器 32 和 35 的带宽被设置为至少常规的带宽乘以载波数。

(3) 频率变换器 65 被插入在  $A/D$  变换器 38 和 39 和相关性检测器 41 之间。

频率变换器 65 变换频率偏移基带信号为其中心频率是零的信号。更具体地，从频率变换器 33 输出的  $IF$  信号由正交检测器 37 变换为基带  $I$  信道和  $Q$  信道信号。在这个技术规范中，基带信号称为不包括载波信号分量的信号。具体地，在初次调制之后和扩频之后的信号在发射机端称为基带信号，而在正交检测之后和解扩频之前，和在解扩频之后的信号在接收端被称为基带信号。 $A/D$  变换器 38 和 39 变换这些信号为数字数据，其中心频率偏移量相应于在发射机端的偏移频率。频率变换器 65 变换基带信号为具有零中心频率的信号，而且能够通过相应于每个载波信号的值指配偏移频率。从频率变换器 65 输出的具有零中心频率的  $I$  信道基带信号和  $Q$  信道基带信号由相关性检测器 41 变换为窄带信号，接着由解调器 42 解调。

图 7 示出频率变换器 65 与相邻电路一起的例子的方框图。从正交检测器 37 输出的  $I$  信道基带信号  $Q$  信道基带信号通过低通滤波器 66 和 67，因此产生信号  $\cos(\varphi n \pm 2\pi \Delta f_i \cdot t)$  和  $\sin(\varphi n \pm 2\pi \Delta f_i \cdot t)$ 。换句话说，得到了具有其频率偏移为  $\pm 2\pi \Delta f_i \cdot t$  的信号。

这些信号由 A/D 变换器 38 和 39 变换为数字数据, 并提供到乘法器 68 和 69, 具有相应于指配载波频率的本地信号也加到乘法器 68 和 69, 指配的载波从信号发生器 71 和 72 供给。即余弦本地信号  $\cos(\pm 2\pi \Delta f_i \cdot t)$  是从信号发生器 71 提供到乘法器 68, 而正弦本地信号  $\sin(\pm 2\pi \Delta f_i \cdot t)$  从信号发生器 72 提供到乘法器 69。信号发生器 71 和 72 与图 4 中的信号发生器 46 和 47 相同。

从乘法器 68 和 69 输出的具有零中心频率的 I 信道数据  $\cos \phi_n$  和 Q 信道数据  $\sin \phi_n$  将包括频率误差和固定相位误差。这是因为正交检测器 37 执行准同步正交检测。频率误差和固定相位误差通过低通滤波器 73 和 74 提供到数字的 AFC(自动频率控制)电路 75, 并被 AFC 电路 75 吸收。AFC 电路 75 的输出馈送到图 6 的相关性检测器 41, 以便通过如在常规系统一样的处理恢复发送的源信息。

频率变换器 65 不限于图 7 所示的电路。例如, 可以使用频率变换滤波器, 该滤波器在日本电子, 信息和通信工程学会杂志 94/5 Vol. J77-B-II, Vo. 5 第 235—236 页中提出了。

图 8 是表示使用这样的频率变换滤波器 80 的频率变换器 65A 安排的方框图。频率变换滤波器 80 有三级。第一级, 滤波器 81 是一个低频抑制滤波器, 它抑制正交检测器 37 输出的低频带, 因此, 消除了低频带中的噪声分量。例如, 如图 9 的(A)中所示, 比信号组低的分量被消除, 由载波  $X_1 - X_5$  和它们的伴随边带波组成的信号组由码扩频分量扩频。第二级, 滤波器 82 是一个以预定时钟频率取样接收信号的滤波器。例如, 为了接收图 9 的(A)中信号组  $X_1 - X_5$  中的信号  $X_3$ , 滤波器 82 取样在中心频率  $X_3$  的低频抑制滤波器 81 的输出。这将变换信号  $X_3$  为中心频率是零的信号, 如图 9 的(B)中阴

影部分所示。第三级,滤波器 83 是一个低通滤波器,该滤波器仅通过其中心频率是零的分量。结果,仅提取具有零中心频率的信号  $X_3$ ,如图 9 的(C) 所示。这样,根据指配的载波通过选择取样频率提取希望的信号。



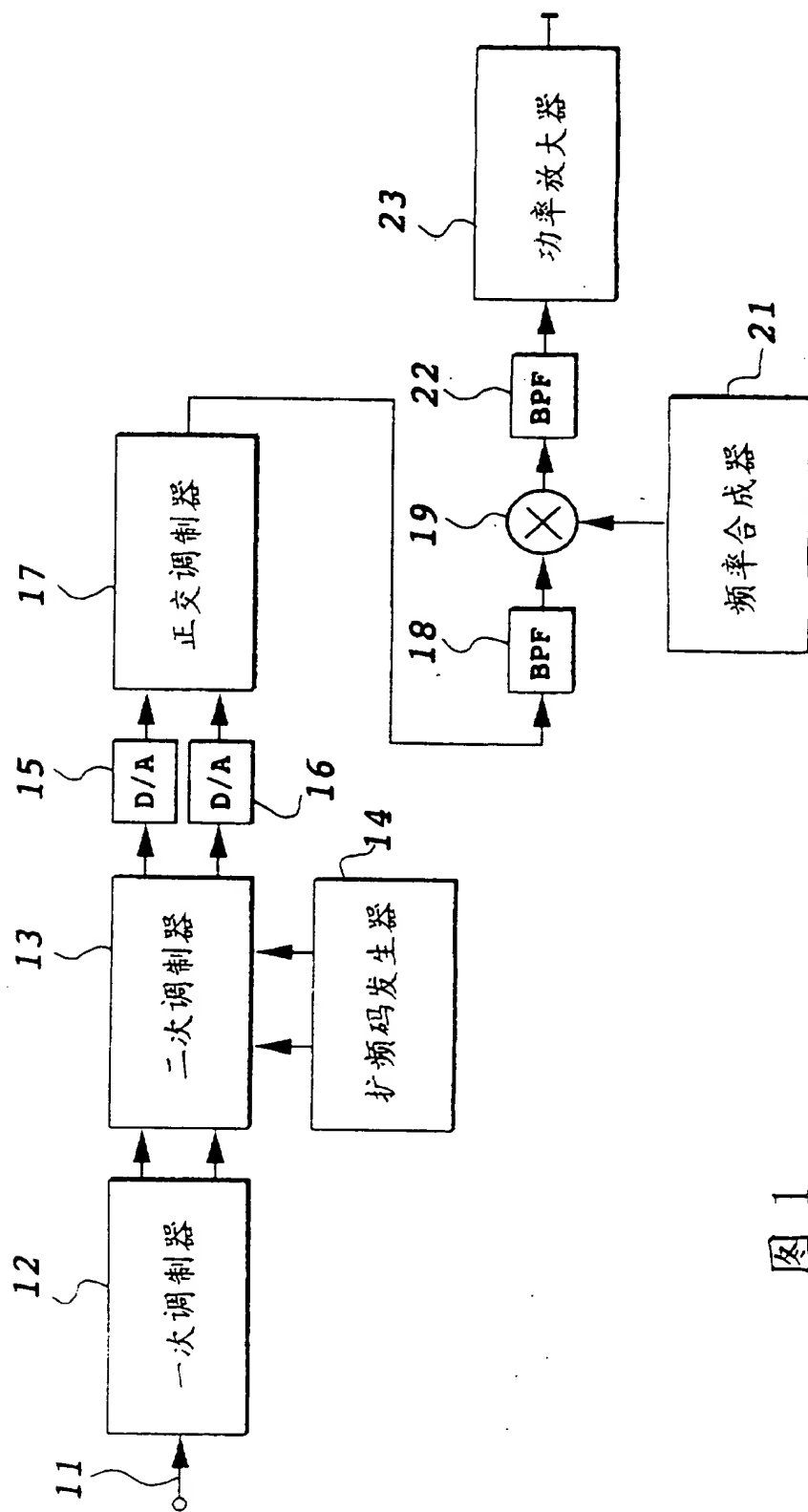


图 1

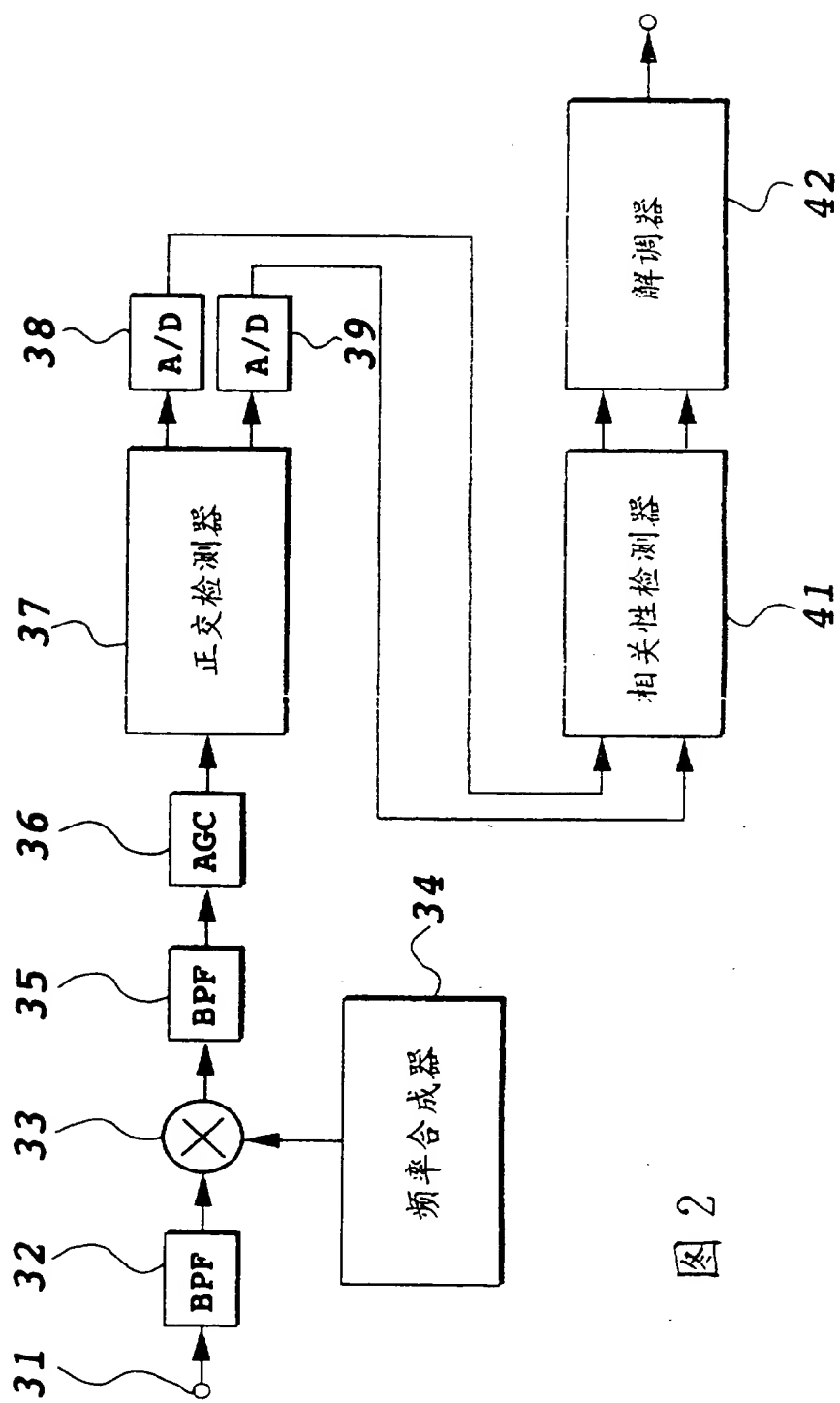


图 2

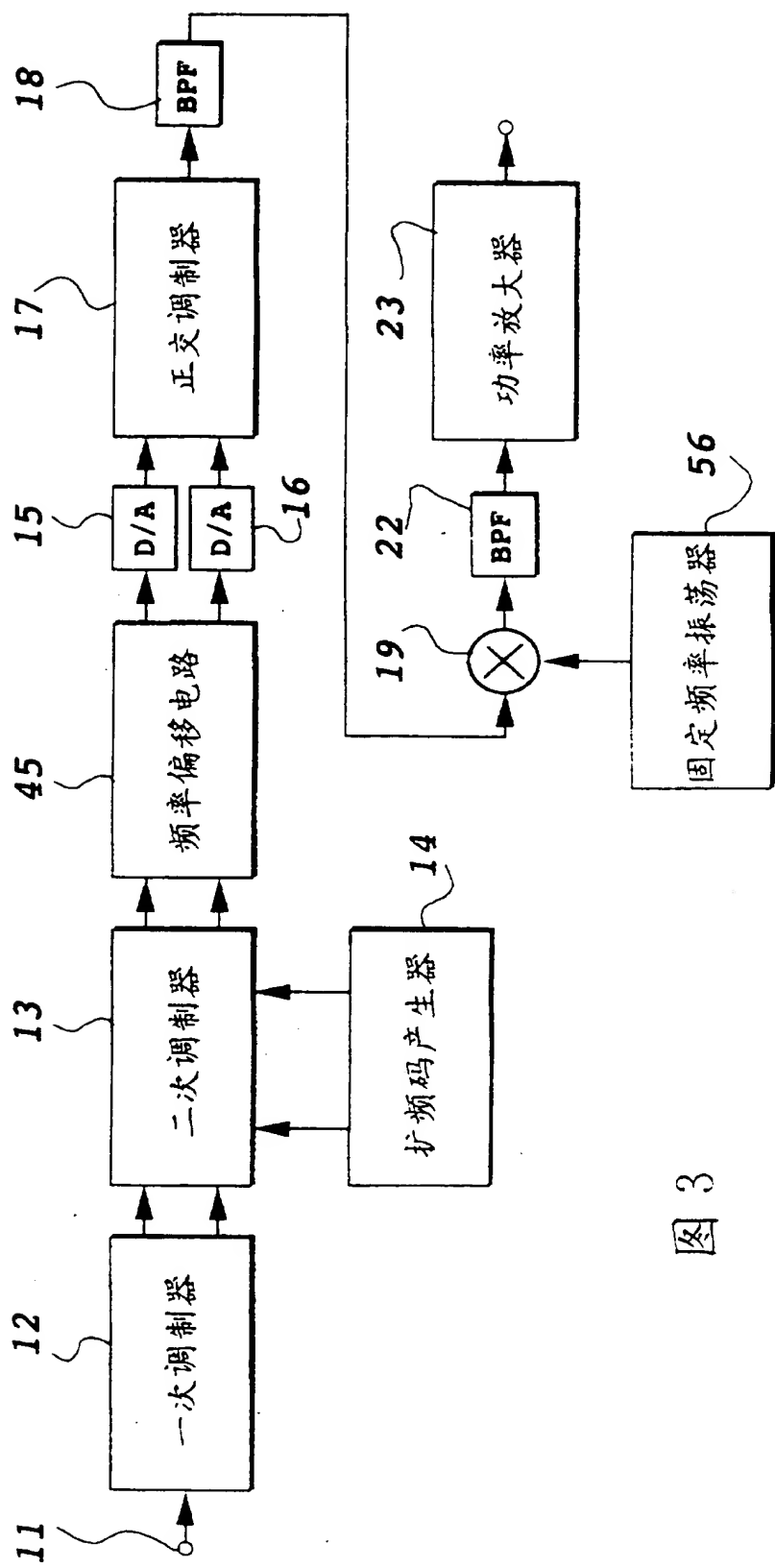


图 3

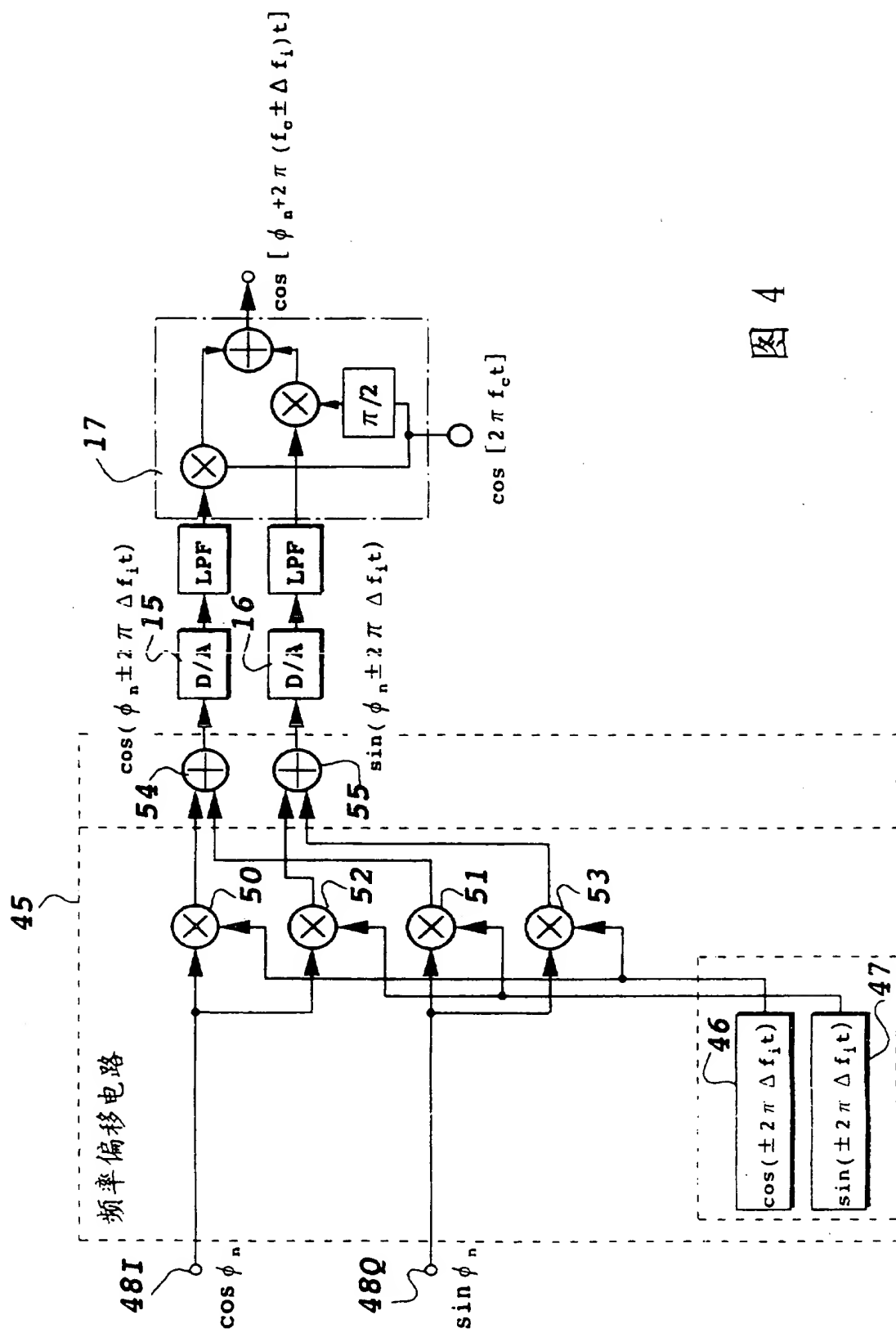


图 4

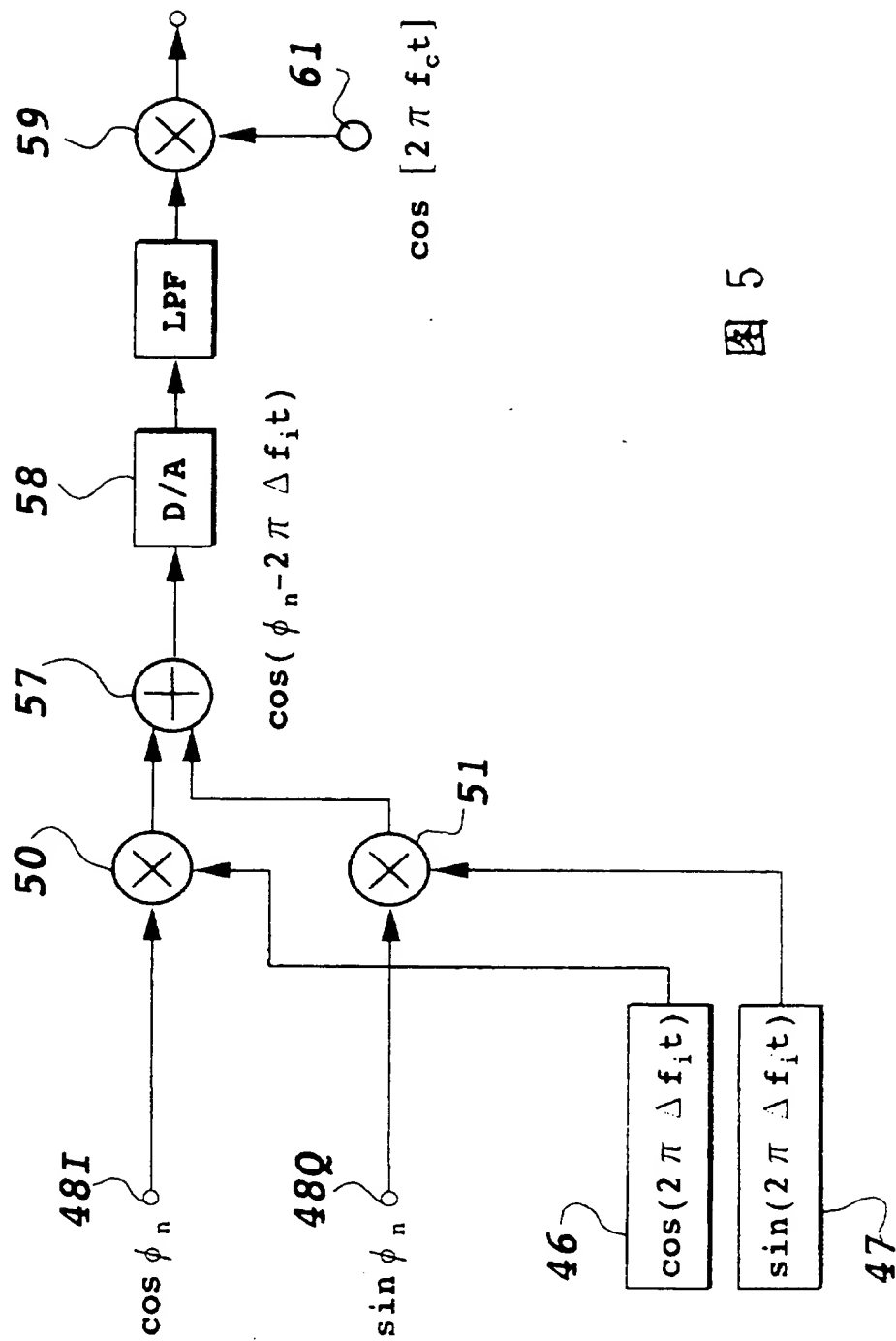


图 5

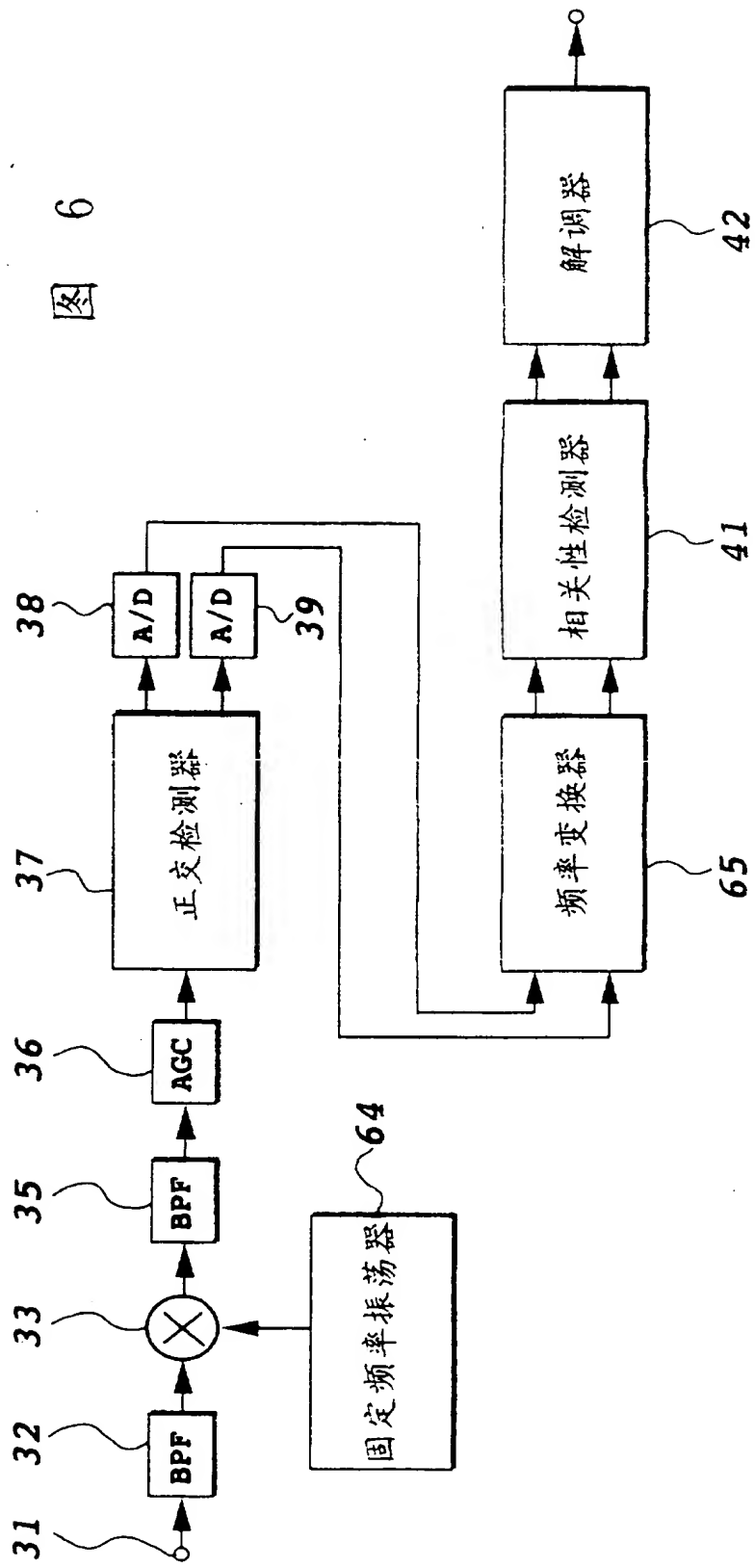


图 6

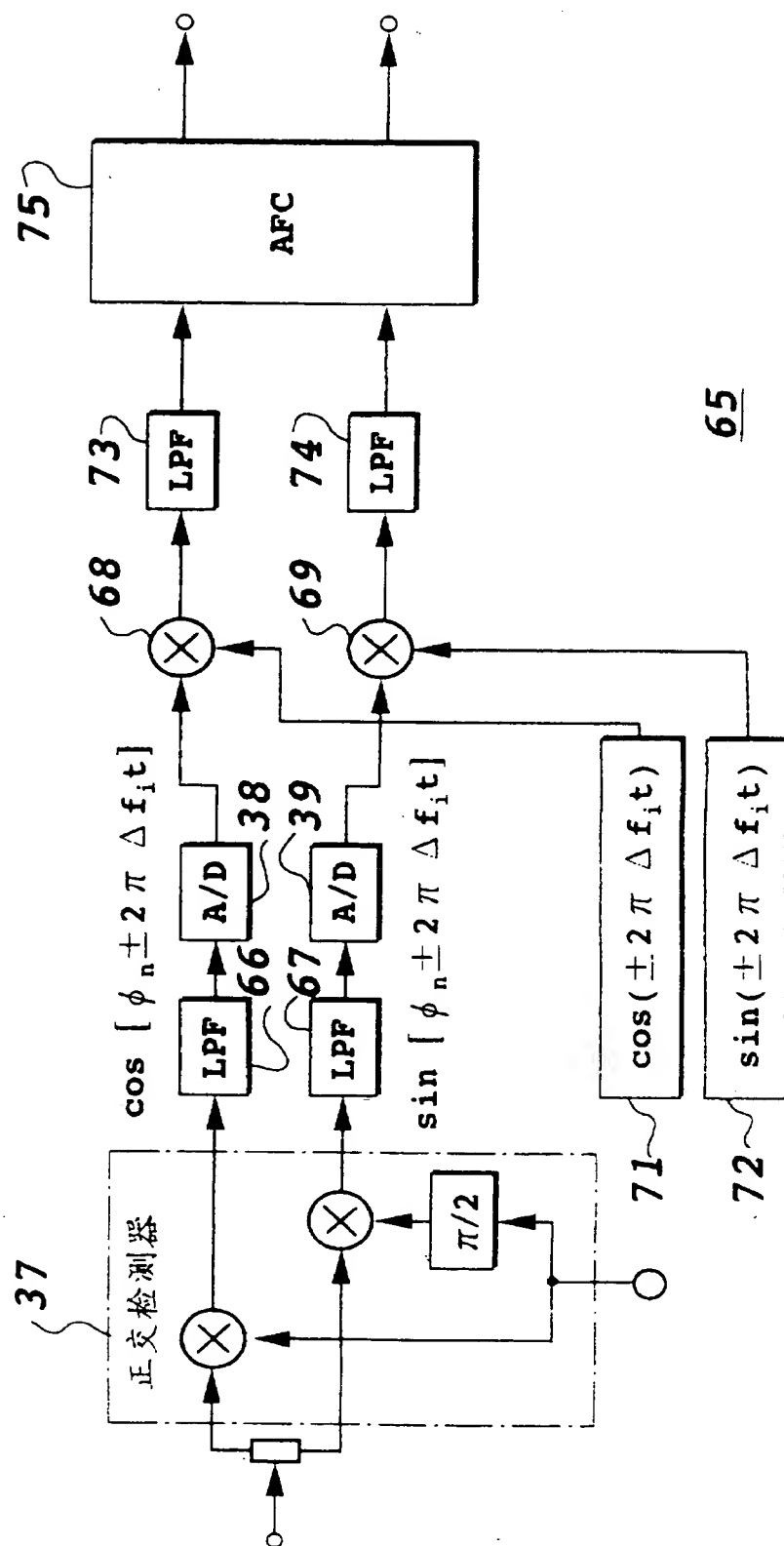
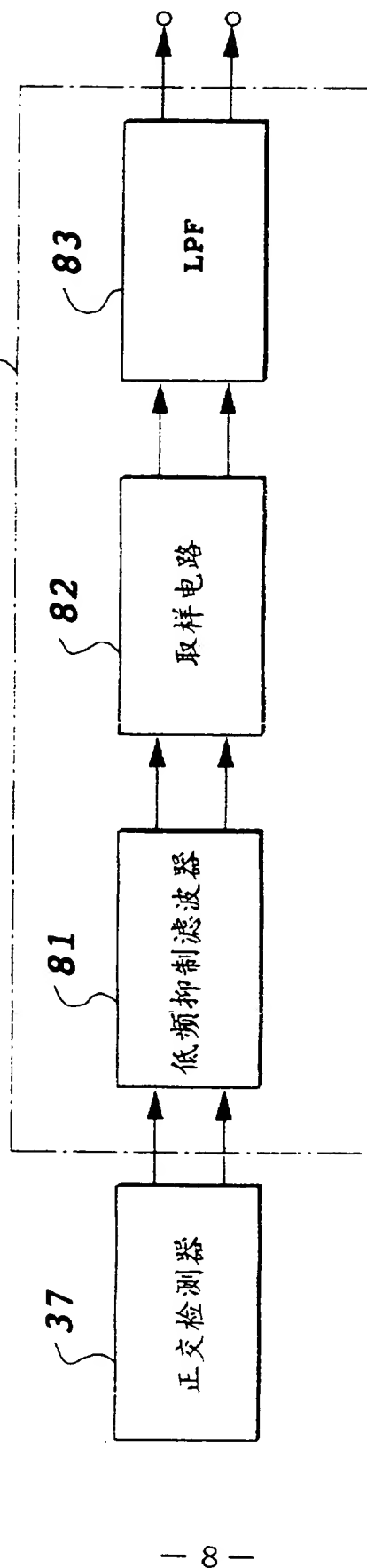


图 7

图 8

65A

80





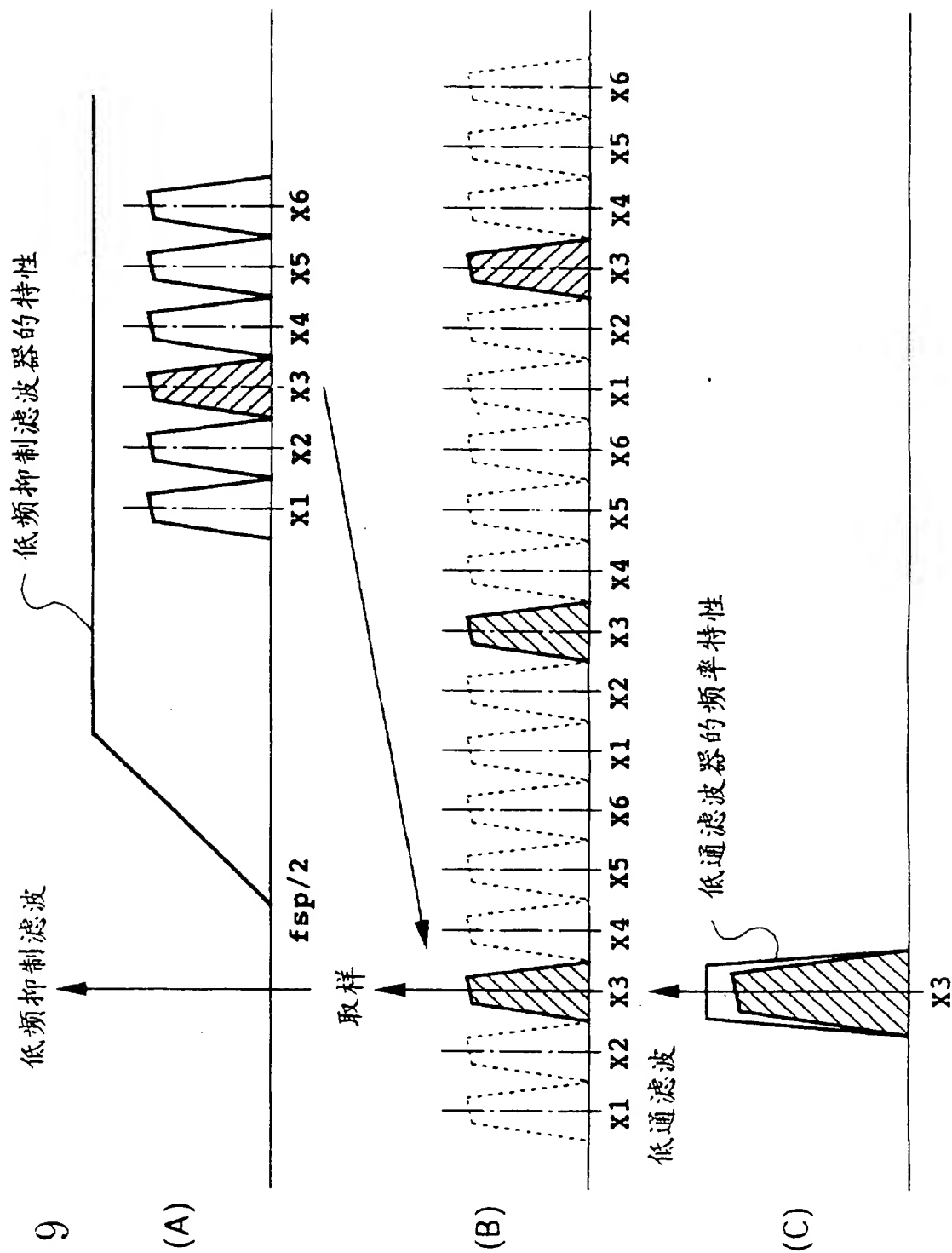


图 9